

19



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



11 Veröffentlichungsnummer: **0 631 377 A2**

12

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

21 Anmeldenummer: **94108902.1**

51 Int. Cl.⁵: **H03C 3/00**

22 Anmeldetag: **10.06.94**

30 Priorität: **24.06.93 DE 4321000**

71 Anmelder: **ANT Nachrichtentechnik GmbH**
Gerberstrasse 33
D-71522 Backnang (DE)

43 Veröffentlichungstag der Anmeldung:
28.12.94 Patentblatt 94/52

72 Erfinder: **Göckler, Heinz, Dr.**
Elbinger Strasse 52
D-71522 Backnang (DE)

84 Benannte Vertragsstaaten:
AT CH DE ES FR GB IT LI NL

54 **Verfahren zur Frequenzmodulation.**

57 Verfahren zur FM-Modulation eines digitalen NF-Signal mittels eines rückgekoppelten Phasenakkumulators und eines Trägeroszillators, welcher die Abtastwerte des FM-Signals erzeugt, dadurch gekennzeichnet, daß durch den Trägeroszillator, der mit einer Abtastrate $f_A = 1/T$ arbeitet, ein komplexwertiges FM-Zwischenfrequenzsignal erzeugt wird, wobei die Trägerfrequenz $f_C = M \cdot f_A$ mit der ganzen Zahl $M > 1$ ist, daß dieses komplexwertige Signal anschließend mittels in Kaskaden angeordneter Tiefpaßfilter oder komplexer Interpolationsfilter bandbegrenzt und interpoliert wird, und daß an einer beliebigen Stelle des Signalzweiges des komplexwertigen Signals zur entgeltigen Frequenzverschiebung eine komplexe Multiplikation mit $e^{j2\pi k f_0 / A}$ erfolgt, wobei mit f_A' die an der betreffenden Stelle herrschende Abtastrate ist.

Volldigitalisierter Frequenzmodulator mit verminderten nichtlinearen Verzerrungen nach der Demodulation, integrationsfähig als VLSI/ASIC-Baustein. Anwendung allgemein auf dem Gebiet der Frequenzmodulation und insbesondere beim digitalen UKW-Rundfunk und zur Übertragung von dessen Signalen über Glasfaser.

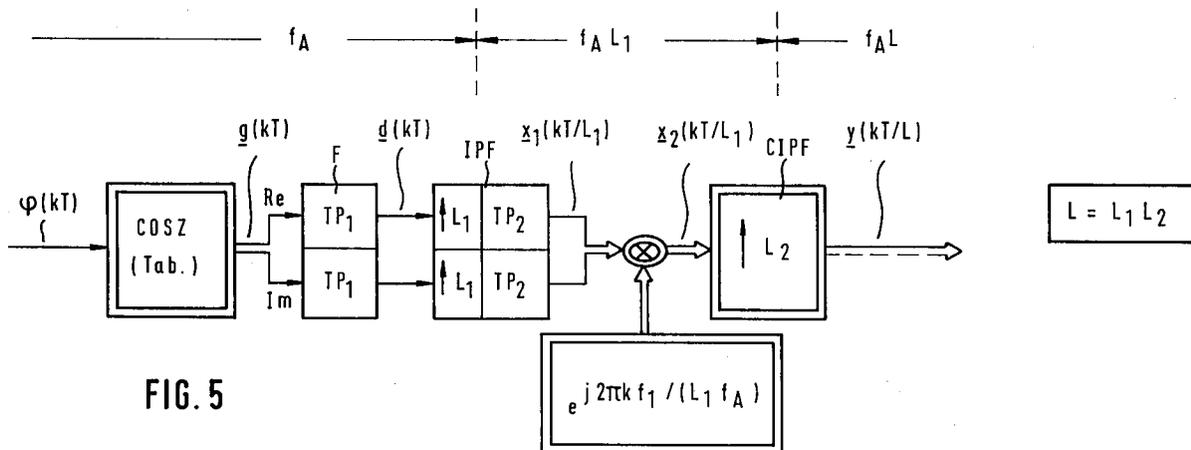


FIG. 5

EP 0 631 377 A2

Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zur FM-Modulation gemäß Oberbegriff des Patentanspruches 1.

Solche Verfahren sind bekannt, beispielsweise aus der Europäischen Offenlegungsschrift 508 661, die einen FM-Modulator beschreibt, der zur Erzeugung eines frequenzmodulierten Signales digitale Mittel in beschränkter Form benutzt, z.B. einen rückgekoppelten Phasenakkumulator zur Erzeugung eines digitalen frequenzmodulierten Signales und einen Trägeroszillator, welcher aus einer Tabelle Sinus- oder Cosinuswerte der Trägerschwingung ausliest. Dieser bekannte FM-Modulator gestattet zwar die beliebige Einstellung von Frequenzhub und Mittenfrequenz und zwar unabhängig voneinander, weist aber eine Reihe von Nachteilen auf wie z.B. Drift- und Alterungs- Probleme, nichtlineare Verzerrungen, das Erfordernis eines Abgleiches usw., welche alle daher rühren, daß der wesentliche Schaltungsaufwand dieses Modulators auf analoge Weise realisiert ist.

Der Hauptanmeldung Erfindung lag die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren zur FM-Modulation eines digitalen NF-Signals der Eingangs genannten Art anzugeben, welches die genannten Nachteile nicht aufweist.

Durch die volldigitale Realisierung des erfindungsgemäßen FM-Modulators ergeben sich die Vorteile, daß Drift- und Alterungsprobleme entfallen, daß kein Abgleich erforderlich ist, wodurch Personal- und zeitintensive Aufwände entfallen, daß eine volle Integrationsfähigkeit als VLSI- bzw. ASIC-Baustein möglich ist, daß nichtlineare Verzerrungen minimal sind,

daß eine Anwendung sowohl in volldigitaler als auch in analoger bzw. halbanaloger Umgebung möglich ist, letztere durch eine Ausstattung am Ein- oder Ausgang mit Analog-/Digital- bzw. Digital-/Analog-Umsetzung.

Es folgt die Beschreibung der Erfindung anhand der Figuren. Das Prinzip des erfindungsgemäßen Verfahrens ist anhand der Figur 1 erläuterbar, die das Blockschaltbild eines FM-Modulators, volldigital realisiert, zeigt. Die Figuren 2a bis 2e geben Spektren und Übertragungsfunktionen an einzelnen Punkten bzw. einzelner Bausteine der Figur 1 wieder. Die Figur 6 veranschaulicht die komplexe Faltung.

Die Signalquelle Q liefert ein analoges bandbegrenztetes Signal $\alpha \cdot v(t)$, welches durch einen Analog-Digital-Umsetzer anschließend digitalisiert wird, oder unmittelbar ein digitales Signal $v(kT) \cdot \Delta f/f_A$, wobei $T = 1/f_A$ das Abtastintervall ist, das nachfolgend einen Träger der Frequenz f_C bzw. der FM-Mittenfrequenz f_0 in der Frequenz moduliert mit dem Frequenzhub Δf . Dem digitalen modulierenden Signal $v(kT)$ mit $k = 0, 1, \dots$ wird zunächst eine Konstante f_0/f_A hinzu addiert, mit der die ausgangsseitig erwünschte Kanalmittenfrequenz $f_C = M \cdot f_A + f_0$ festgelegt wird, wobei M eine ganze Zahl ist. Damit ergibt sich die auf die Abtastfrequenz normierte Momentanfrequenz des FM-Signals in der Zwischenfrequenzlage um f_0 zu

$$\frac{f(k)}{f_A} = \frac{f_0}{f_A} + \frac{\Delta f}{f_A} \cdot v(k) \quad (1),$$

wobei der Term $k \cdot T$ abkürzend durch k, den laufenden Zeit- bzw. Abtastindex, ersetzt wurde. Die Größe Δf ist der Frequenzhub, der unabhängig von f_0 wählbar ist und der angibt, um wieviel die Momentanfrequenz des modulierenden FM-Signals maximal von der Schwerpunktfrequenz f_0 (das ist die Frequenz des unmodulierten Signals) abweichen kann, wenn ohne Einschränkung der Allgemeinheit

$\max. \{ v(k) \} \equiv 1$ gesetzt wird.

Aus (1) folgt die momentane Phase des FM-Signals durch Integration, was im Digitalen durch den idealen Integrator nämlich durch einen rückgekoppelten Akkumulator, realisiert wird mit nachfolgender Multiplikation mit 2π :

$$\varphi(kT) = 2\pi \sum_{\alpha=0}^k [f_0/f_A + v(\alpha) \cdot \Delta f/f_A]$$

5

$$= 2\pi k f_0/f_A + 2\pi \Delta f/f_A \sum_{\alpha=0}^k v(\alpha)$$

10

$$= \omega_0 kT + \Delta \Omega T \sum_{\alpha=0}^k v(\alpha) \quad (2)$$

15 Anschließend erfolgt die komplexe Trägererzeugung und -Umsetzung, wobei aus einer Tabelle das komplexwertige FM-Signal

$$\underline{g}(k) = e^{j \varphi(k)} = g_r(k) + j g_i(k)$$

20

$$= \cos [\varphi(k)] + j \sin [\varphi(k)] \quad (3)$$

ausgelesen wird. Die komplexwertigen Signale sind in Figur 1 und Figur 2 durch Unterstreichung und in Figur 1 ihre Signalpfade durch Doppel-Striche bzw. Doppel Pfeile und die Bausteine mit komplexwertigen Koeffizienten wie Filter, Tabellen usw. mit doppelter Berandung gekennzeichnet.

$j = \sqrt{-1}$, zuerst in Gleichung 3 verwendet, ist die Imaginäreinheit, die rechnerisch nur implizit zu berücksichtigen ist. Ein komplexwertiges Signal stellt ein Signal dar, das aus zwei Komponenten, nämlich dem Real- und dem Imaginärteil zusammengesetzt ist.

Das FH-Signal $g(k)$ ist idealerweise nicht bandbegrenzt, weshalb es durch ein Filter F mit komplexen Koeffizienten so bandzubegrenzen ist, daß die Systemanforderungen bezüglich Nachbarkanalstörungen eingehalten werden (bei UKW Bandbreite 300 kHz): Das Ergebnis am Filterausgang $d(k)$.

Danach folgt ein Interpolations-Filter CIPF mit komplexen Koeffizienten, welches die Abtastfrequenz f_A um den erforderlichen Faktor L erhöht, so daß am Filterausgang nur das gewünschte FM-Signal $y(kT/L)$ um

$$35 \quad f_C/f_A = M + f_0/f_A \quad (4)$$

erscheint im Bereich $[0, L \cdot f_A]$. Das bedeutet, daß das komplexe Interpolations-Filter CIPF um f_C einen Durchlaßbereich aufweisen und bei bezüglich f_A periodischen Spektralanteilen sperren muß.

Wird nun im System nur ein reelles FM-Signal benötigt, so wird lediglich der Realteil oder der Imaginärteil weiter verwendet. Gegebenenfalls kann eine Digital-Analog-Umsetzung erforderlich sein, der dann üblicherweise ein analoges Glättungs-Filter ABP (meistens Tiefpass, aber auch Bandpass) folgt.

Die Funktionsweise des beschriebenen FM-Modulators wird nun im Frequenzbereich spektralmäßig erläutert. In den Figuren 2a bis 2e sind die Spektren jeweils mit den entsprechenden Großbuchstaben bezeichnet und beispielhaft Werte für $M = 3$ und $L = 4$ angesetzt.

45 Durch die Fouriertransformation sind Übertragungsfunktion und Impulsantwort bzw. Frequenz- und Zeitbereich miteinander verbunden:

$$\underline{G}(e^{j\Omega}) \leftrightarrow \underline{g}(kT) \quad (5)$$

50 Am Ausgang des komplexen Oszillators COSZ entsteht das Spektrum $\underline{G}(e^{j\Omega})$, siehe Figur 2a, das mit dem Filter F auf die zulässige Bandbreite begrenzt wird zu $\underline{D}(e^{j\Omega})$, siehe Figur 2b. Falls die Mittenfrequenz $f_0 = 0$ ist, sind Filterfunktion und Spektrum bezüglich $f = 0$ bzw. bezüglich f_A nichtsymmetrisch (Eigenschaften komplexwertiger Signale). Das Interpolations Filter CIPF selektiert den gewünschten Spektralanteil um f_C , was möglich ist, da es auf die erhöhte Abtastfrequenz $L \cdot f_A = 4f_A$ bezogen ist (siehe \underline{D} am Eingang von CIPF, Figur 2b, und \underline{Y} am Ausgang von CIPF, Figur 2c).

55 Wird nur der Real- oder Imaginärteil weiter verwendet, so ergibt sich das Spektrum Y gemäß Figur 2d. Dieses Spektrum Y ist mit den gezeichneten Spektren symmetrisch sowohl bezüglich $f = 0$ als auch $f_A/2 = 2f_A$, da es sich hier im Unterschied zur Figur 2a bis 2c um ein reelles Signal handelt. Dasselbe gilt auch

für das analoge Signal $y(t)$ beziehungsweise für sein Spektrum $|Y|$ nach einer Digital-Analog-Umsetzung DAU mit nachfolgendem Glättungs-Filter ABP, siehe Figur 2e.

Wie aus den bisherigen Ausführungen und auch aus Figur 2a ersichtlich ist die Bandbreite des FM-Signals $g(k)$ und auch des bandbegrenzten FM-Signals $d(k)$ deutlich größer als die des modulierenden Signals $v(k)$, beispielsweise bei UKW-Stereo 300 kHz zu 60 kHz.

Daher kann das modulierende Digital-Signal $v(kT)$ auch mit niedrigerer Abtastfrequenz f_A/P angeliefert werden mit

$$v' = v(kPT) \quad (6),$$

wobei P aus Aufwandsgründen, aber nicht zwingend, ganzzahlig gewählt werden sollte.

In diesem Fall ist an beliebiger Stelle zwischen Quelle Q bzw. nach dem Analog-Digital-Umsetzer ADU und dem komplexen Oszillator COSZ die Abtastfrequenz mittels eines Interpolations-Filters oder durch eine Kaskade von mehreren um den Faktor P zu erhöhen.

Die Multiplikation mit 2π vor dem komplexen Oszillator COSZ gemäß Figur 1 kann entfallen, wenn die Adressen für die COSZ-Tabelle entsprechend normiert werden: Adressraum $[0,1]$ Modulo 1 statt $[0,2\pi]$ Modulo 2π .

Die Tabelle des komplexen Oszillators COSZ kann in folgenden Varianten aufgebaut sein:

1. Zwei Tabellen gleichen Inhalts werden mit unterschiedlichen Adressen angesteuert, wobei die Adressendifferenz $\Delta\phi = \pi/2$ ist, und gleichzeitig parallel ausgelesen.
2. Es gibt eine gemeinsame Tabelle für Real- und Imaginärteil; diese Tabelle wird für Real- und Imaginärteil sequentiell angesteuert und ausgelesen.
3. Es gibt eine Tabelle für Realteil und eine Tabelle für Imaginärteil, beide sind so angeordnet, daß für eine Adresse der Realteil aus der einen und der Imaginärteil aus der anderen Tabelle gleichzeitig und parallel geliefert werden.

Die Abtastwerte der komplexen Schwingung gemäß Gl. (3) lassen sich aber auch jeweils aktuell berechnen, z.B. mit Hilfe ausreichend genauer Reihenentwicklungen.

Die Filter mit komplexen Koeffizienten lassen sich im allgemeinsten Fall mit 4 Teilfiltern mit jeweils reellen und paarweise gleichen Koeffizienten realisieren, siehe Figur 6, wodurch der Aufwand ebenfalls erheblich gesenkt wird. Interpolations-Filter, deren Ausgangs-Abtast-Frequenz für verfügbare Bausteine sehr hoch oder zu hoch ist so daß die Realisierung Schwierigkeiten bereitet oder überhaupt nicht möglich ist, lassen sich als sogenannte Polyphasenfilter Netzwerke realisieren, siehe hierzu Deutsches Patent 40 26 476.9.

Die komplexen Filter F und CIPF können zu einem einzigen komplexwertigen Filter zusammengefaßt werden, was ebenfalls eine Aufwandsverminderung sein kann.

Aufgabe der vorliegenden Zusatzanmeldung war es, das Verfahren gemäß der Hauptanmeldung dahingehend zu verbessern, daß es bei vermindertem Aufwand und unter Umgehung technologischer Grenzen dieselben Ergebnisse liefert.

Die Lösung erfolgt durch die Merkmale des Anspruches 1; vorteilhafte Ausgestaltungen ergeben sich durch die Unteransprüche.

Das erfindungsgemäße Verfahren gemäß vorliegender Zusatzanmeldung geht aus einer Abwandlung der Figur 3 hervor, welche das Blockschaltbild für einen Teil des abgewandelten FM-Modulators wiedergibt. Die eingangsseitige Verarbeitung des modulierenden NF-Signals zur Momentanphase $\phi(kT)$ des FM-modulierten Signals nach Gleichung (2), ob mit oder ohne Multiplikation mit 2π , ist identisch zu Figur 1. Es ist nur der eine Unterschied zu vermerken, daß f_0 identisch $\equiv 0$ angenommen wird. Damit liegt die Schwerpunkts- oder Zwischenfrequenz von $g(k)$ und $d(k)$ bei

$f_0 = 0$, weshalb das Bandbegrenzungsfiler F nunmehr bezüglich $f_0 = 0$ einen symmetrischen Frequenzgang aufweist. Damit sind seine Koeffizienten reell, zwei Teilfilter des üblicherweise aus vier Teilfiltern bestehenden komplexwertigen Filters (siehe Fig. 6) entfallen, was etwa einer Aufwandshalbierung entspricht.

Dasselbe gilt auch für das komplexe Interpolationsfilter CIPF. Beide Filter F und CIPF bestehen damit aus jeweils zwei identischen Tiefpässen TP1 bzw. TP2, die jeweils im Realzweig und im Imaginärteilzweig eingesetzt sind.

Eine Frequenzverschiebung des komplexwertigen Ausgangssignals $x(kT/L)$, welches bei $f_0 = 0$ zentriert ist, läßt sich durch eine komplexe Multiplikation entsprechend Fig. 6 durchführen. Anstelle der Filterblöcke wird multipliziert mit dem Wert $e^{j2\pi k f_c C / (f_A \cdot L)}$ und zwar in vier reellen Multiplikationen entsprechend Gl. (3). Die komplexen Abtastwerte der Trägerschwingung der Frequenz f_c werden entsprechend dem komplexen Oszillator COSZ aus Tabellen ausgelesen oder aktuell berechnet.

Weitere Vereinfachungen zu Aufwandsverminderung lassen sich beim Interpolationsfilter erreichen, wenn anstatt einer einzigen Stufe mit dem Interpolationsfaktor L in einer Kaskade von I-Teilfiltern mit den einzelnen Teilinterpolationsfaktoren L_i interpoliert und gefiltert wird. Dabei wird der Faktor L gemäß

$$L = \prod_{i=1}^I L_i \quad (7)$$

in I ganzzahlige Teilfaktoren zerlegt, wobei die Faktoren L_i zwar nicht zwingend ganzzahlig sein müssen aber sinnvoll so festgelegt werden, soweit zur Fig. 3.

Das erfindungsgemäße Verfahren gemäß vorliegender Zusatzanmeldung ist aus Fig. 5 entnehmbar.

Die Figur 5 gibt einen Teil des FM-Modulators als Blockschaltbild wieder und stellt eine Variante der Figur 3 dar. Es ist ein Ausführungsbeispiel, das besonders aufwandsgünstig arbeitet und technologische Grenzen (zu hohe Operationsraten) umgeht.

Da die Mittenfrequenz bzw. die Schwerpunktsfrequenz des FM-Modulationssignals bei $f_0 = 0$ liegt, können die Tiefpaßfilter TP1 und TP2 zur Bandbegrenzung bzw. ersten Interpolation um den Faktor L_1 als reellwertige Filter realisiert werden, welche identisch im Realzweig und im Imaginärzweig hinter dem komplexen Oszillator COSZ liegen. Die Ausgänge der beiden zweiten Tiefpässe TP2, also Real- und Imaginärteil, werden zur Frequenzverschiebung einer komplexen Multiplikation mit dem Faktor $e^{j2\pi k f_1 / (f_A \cdot L_1)}$ zugeführt. Die beiden Teil-Interpolationsfaktoren L_1 und L_2 werden so gewählt, daß die gerade eben beschriebene Frequenzverschiebung bei der Abtastfrequenz $f_A \cdot L_1$ technologisch problemlos durchgeführt werden kann. Der Frequenzverschiebung schließt sich eine letzte Interpolationsstufe mit dem komplexen Interpolationsfilter CIPF und dem Interpolationsfaktor L_2 an.

Zur Vereinfachung der Handhabung der Frequenzverschiebung gemäß Figur 5 läßt sich mit Gleichung (4) f_1 durch f_C ersetzen: Es gilt gemäß Gleichung (4) $f_C = M_1 \cdot L_1 \cdot f_A + f_0$. Da M_1 ganzzahlig ist folgt für die Abtastwerte der Mischerfrequenz $e^{j2\pi k f_1 / (L_1 f_A)} = e^{j2\pi k f_C / (L_1 f_A)} e^{j2\pi k M_1} = e^{j2\pi k f_C / (L_1 f_A)}$.

Patentansprüche

- Verfahren zur FM-Modulation eines digitalen NF-Signals mittels eines rückgekoppelten Phasenakkumulators und eines Trägeroszillators, welcher numerisch gesteuert die Abtastwerte der modulierten FM-Schwingung bzw. des FM-Signals erzeugt, dadurch gekennzeichnet, daß durch den Trägeroszillator (COSZ), der mit einer Abtastfrequenz $f_A = 1/T$ arbeitet, ein komplexwertiges FM-Zwischenfrequenzsignal $g(kT)$ erzeugt wird, wobei die Zwischenfrequenz des nichtmodulierten Trägers $f_0 = 0$ bzw. die Trägerfrequenz $f_C = M \cdot f_A$ mit der ganzen Zahl $M > 1$ ist, daß dieses komplexwertige Signal anschließend mittels in Kaskaden angeordneten Paaren von identischen reellen Tiefpaßfiltern oder/und mittels in Kaskaden angeordneten komplexer Interpolationsfilter bandbegrenzt und interpoliert wird und daß an einer beliebigen Stelle des Signalzweiges des komplexwertigen Signals zur endgültigen Frequenzverschiebung in die gewünschte Frequenzlage um die Trägerfrequenz f_C eine komplexe Multiplikation mit $e^{j2\pi k f_0 / f_A}$ erfolgt, wobei mit f_A die an der betreffenden Stelle herrschende Abtastfrequenz ist.
- Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß I Interpolationskaskadenstufen vorgesehen sind, wobei die i-te Stufe den Teilinterpolationsfaktor L_i aufweist und

$$L = \prod_{i=1}^I L_i$$

50

der gesamte Interpolationsfaktor ist.

- Verfahren zur FM-Modulation eines digitalen Trägersignals mit einem digitalen NF-Signal mittels eines rückgekoppelten Phasenakkumulators und eines Trägeroszillators, welcher numerisch gesteuert die Abtastwerte der modulierten FM-Schwingung bzw. des FM-Signals erzeugt, dadurch gekennzeichnet, daß durch den Trägeroszillator (COSZ), der mit einer Abtastfrequenz $f_A = 1/T$ arbeitet, ein komplexwertiges FM-Zwischenfrequenzsignal $g(kT)$

55

erzeugt wird, wobei die Zwischenfrequenz des nichtmodulierten Trägers $f_0 = 0$ bzw. die Trägerfrequenz $f_C = M \cdot f_A$ mit der ganzen Zahl $M > 1$ ist, daß dieses komplexwertige Signal anschließend mittels zweier identischer reeller Tiefpaßfilter (F, TP1) zu $\underline{d}(kT)$ bandbegrenzt werden,

- 5 daß anschließend Real- und Imaginärteil von $\underline{d}(kT)$ jeweils interpoliert werden und mittels zweier zweiten identischer reellwertiger Tiefpässe (IPF, TP2) zur Erhöhung der Abtastfrequenz f_A um einen ersten Interpolations-Teilfaktor $L_1 = L/L_2$ zu $\underline{x}_1(kT/L_1)$ gefiltert werden, daß das komplexe Signal $\underline{x}_1(kT/L_1)$ durch Multiplikation mit $e^{j2\pi k f_1 / (L_1 f_A)} = e^{j2\pi k f_C / (L_1 f_A)}$ in die gewünschte Frequenzlage um die Trägerfrequenz gehoben wird und
 10 daß die Abtastfrequenz des frequenzverschobenen komplexen Signals mittels eines komplexwertigen Interpolationsfilters (CIPF) um einen zweiten Interpolations-Teilfaktor L_2 zu $\underline{y}(kT/L) = \underline{y}[kT/(L_1 L_2)]$ interpoliert wird.

4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß der Interpolationsfaktor L eine ganze Zahl ist.
 15
5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Interpolations-teilfaktoren L_i ganze Zahlen sind.
- 20 6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Bandbegrenzung des FM-Signals auf die UKW-Bandbreite von 300 kHz erfolgt.
7. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß aus dem interpolierten Ausgangssignal $\underline{y}(kT/L)$ durch Berechnung des Real- oder Imaginärteils ein reellwertiges FM-Signal $y(kT/L)$ erzeugt wird.
 25
8. Verfahren nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß das reellwertige FM-Signal Digital- Analog- umgesetzt wird.
- 30 9. Verfahren nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß das analoge FM-Signal mittels eines analogen Glättungsfilters (ABP bzw. ATP) geglättet wird.
10. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Abtastrate f_{A0} des digitalen NF-Signales $v' = v(kPT)$ das $1/P$ -fache die Abtastrate f_A des komplexen Oszillators (COSZ) ist, wobei P eine rationale oder eine ganze Zahl ist.
 35
11. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß auf dem NF-Signalpfad an einer beliebigen Stelle vor dem komplexen Oszillator (COSZ) eine Multiplikation mit 2π erfolgt.
 40
12. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Abtastwerte der modulierten FM-Schwingung aus einer Tabelle ausgelesen werden.
13. Verfahren nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Tabelle des komplexen Oszillators (COSZ) zwei Teile mit gleichem Inhalt aber mit unterschiedlichen Adressen enthält, welche zur Lieferung des Real- und Imaginärteils des komplexwertigen FM-Trägersignals gleichzeitig angesteuert und ausgelesen werden.
 45
14. Verfahren nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Tabelle des komplexen Oszillators (COSZ) aus einem Sinus- und einem Cosinusteil besteht, die unter der gleichen Adresse jeweils gleichzeitig angesteuert und ausgelesen werden.
 50
15. Verfahren nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Tabelle des komplexen Oszillators (COSZ) nur eine einzige Wertetabelle für Real- und Imaginärteil umfaßt, die sequentiell angesteuert und ausgelesen werden.
 55
16. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß die aktuellen Abtastwerte der komplexen FM-Schwingung jeweils mittels eines speziellen Rechenwerkes berechnet werden.

17. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Tiefpaßfilterung des komplexwertigen Ausgangssignals des komplexen Oszillators (COSZ) in zwei Kaskadenstufen jeweils mit reellwertigen Tiefpässen (TP1 und TP2) erfolgt,
5 daß die Interpolation des komplexwertigen Ausgangssignals ebenfalls in zwei Kaskadenstufen mit den Teilinterpolationsfaktoren L_1 und L_2 erfolgt und
daß zur Frequenzverschiebung die komplexe Multiplikation mit $e^{j2\pi kf_0/f_A L_1}$ zwischen den beiden Interpolationsstufen erfolgt (Figur 5).
18. Verfahren nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, daß die letzte Interpolationsstufe durch ein
10 komplexes Interpolationsfilter (CIPF) mit dem Interpolationsfaktor L_2 realisiert ist (Figur 5).
19. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Interpolationsfilter (IPF, CIPF) als Polyphasennetzwerke realisiert sind.
- 15 20. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Filter als FIR-Filter realisiert sind.

20

25

30

35

40

45

50

55

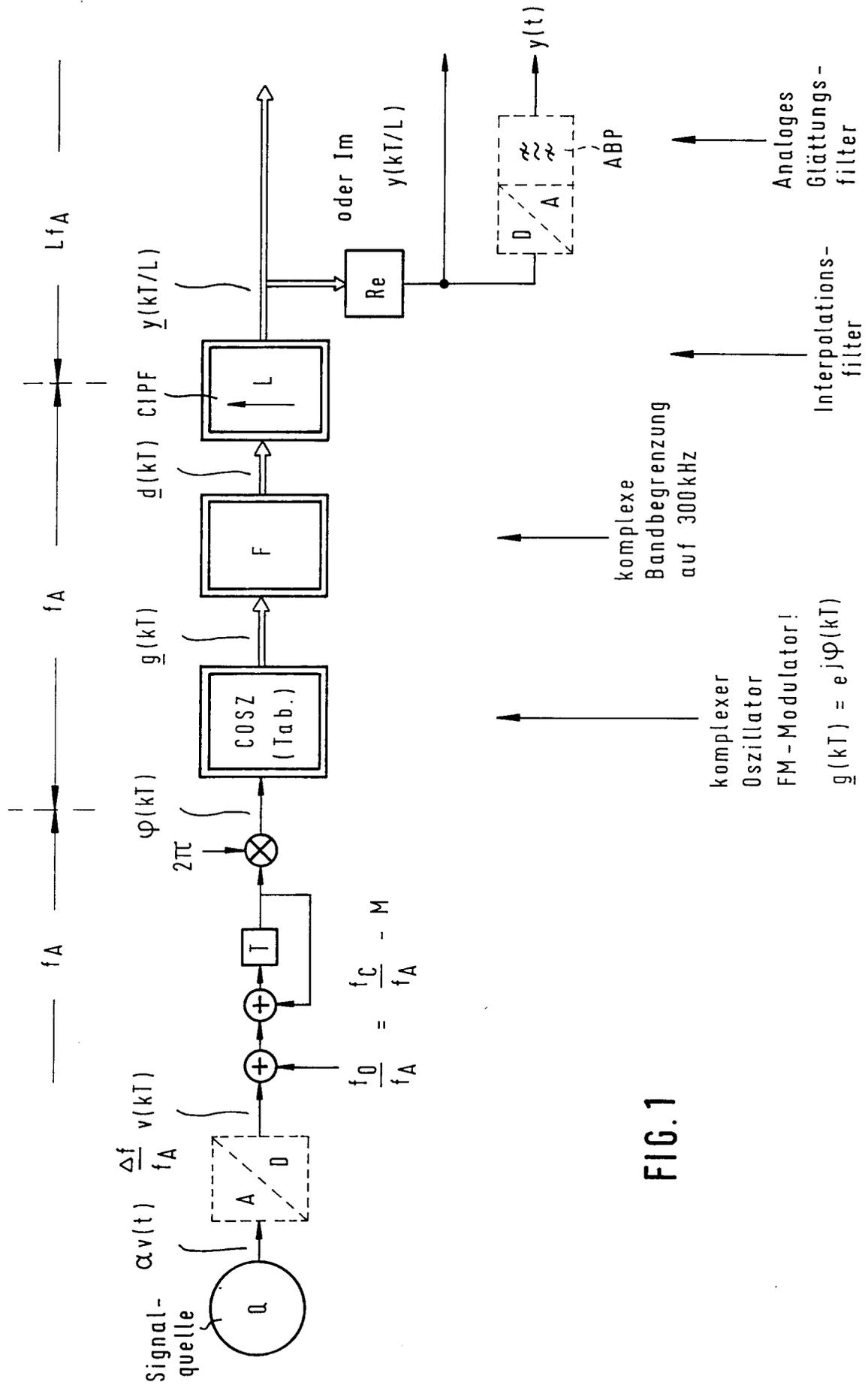
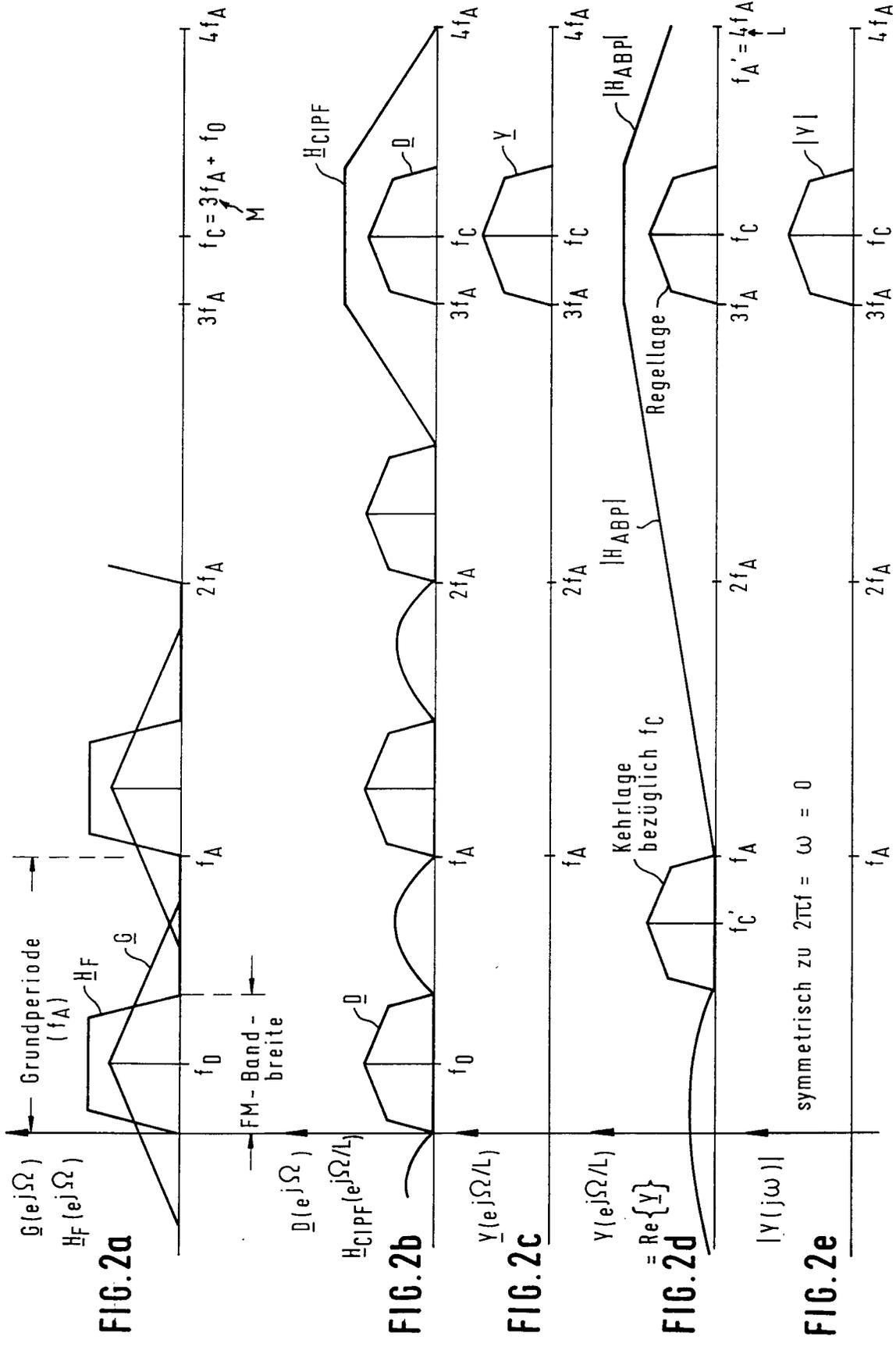
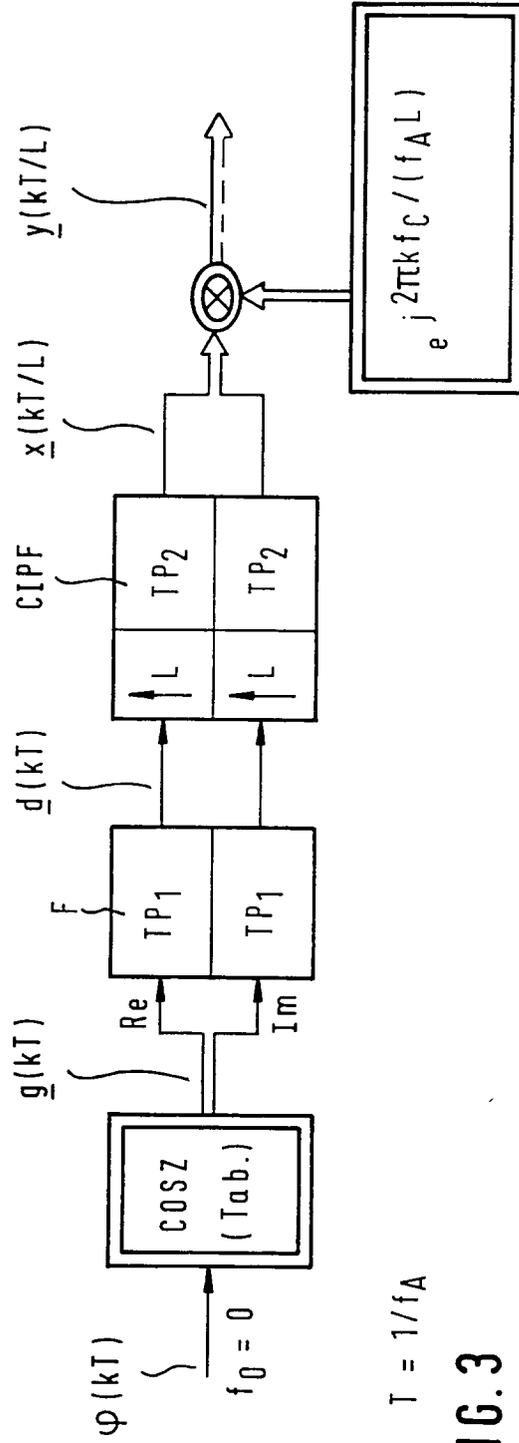


FIG. 1





$T = 1/f_A$

FIG. 3

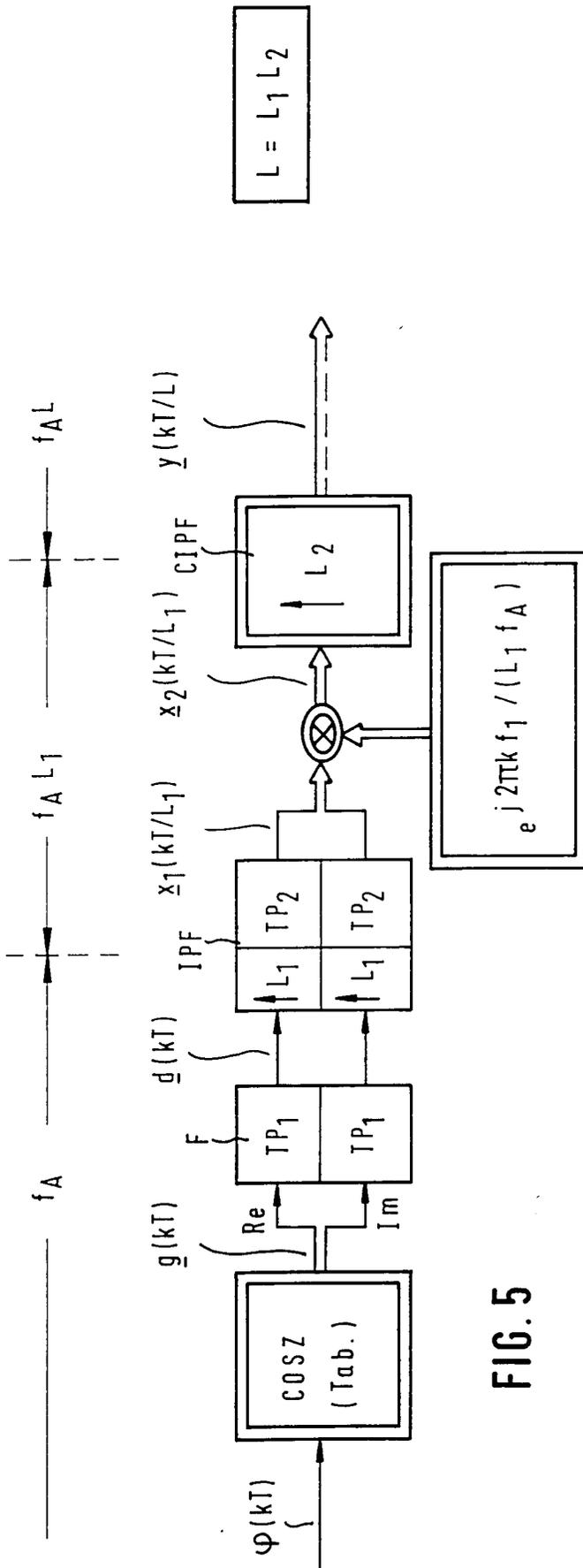


FIG. 5

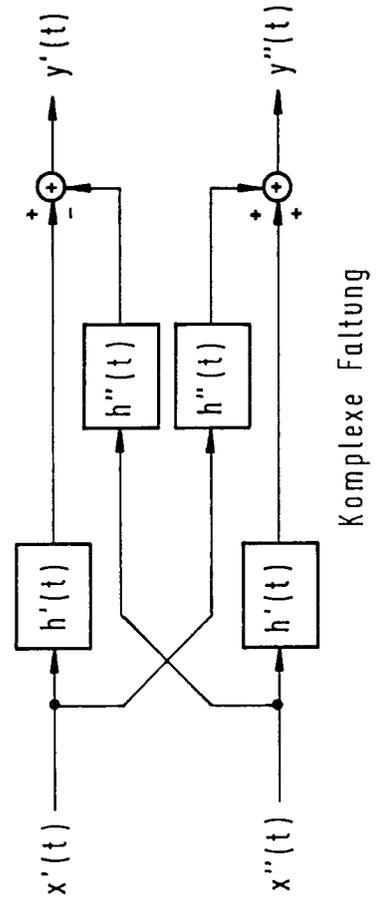


FIG. 6